

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES  
PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum  
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum  
25. April 2002 (25.04.2002)

PCT

(10) Internationale Veröffentlichungsnummer  
**WO 02/33852 A2**

(51) Internationale Patentklassifikation<sup>7</sup>: **H04B 7/08**

(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von  
US): **SIEMENS AKTIENGESellschaft** [DE/DE];  
Wittelsbacherplatz 2, 80333 München (DE).

(21) Internationales Aktenzeichen: **PCT/DE01/03922**

(22) Internationales Anmeldedatum:  
12. Oktober 2001 (12.10.2001)

(72) Erfinder; und  
(75) Erfinder/Anmelder (nur für US): **HAARDT, Martin**  
[DE/DE]; Geraer Str. 59, 98716 Geraberg (DE).

(25) Einreichungssprache: **Deutsch**

(74) Gemeinsamer Vertreter: **SIEMENS AKTIENGESellschaft**; Postfach 22 16 34, 80506 München  
(DE).

(26) Veröffentlichungssprache: **Deutsch**

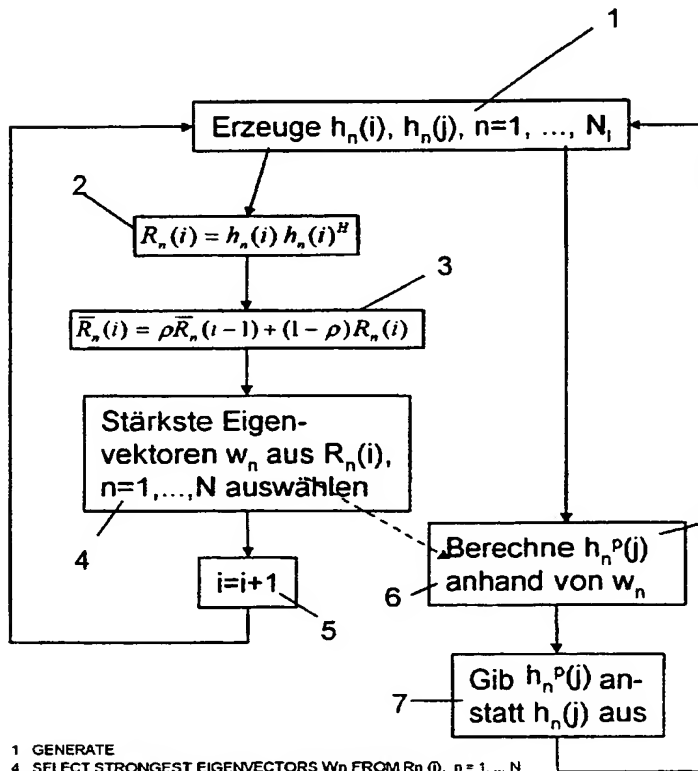
(30) Angaben zur Priorität:  
100 51 144.9 16. Oktober 2000 (16.10.2000) **DE**

(81) Bestimmungsstaaten (national): **AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR,**

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: METHOD FOR IMPROVING A CHANNEL ESTIMATE IN A RADIOCOMMUNICATIONS SYSTEM

(54) Bezeichnung: VERFAHREN ZUR VERBESSERUNG EINER KANALABSCHÄTZUNG IN EINEM FUNK-KOMMUNIKATIONSSYSTEM



1 GENERATE  
4 SELECT STRONGEST EIGENVECTORS  $w_n$  FROM  $R_n(i)$ ,  $n=1, \dots, N$   
6 CALCULATE  $h_n^p(j)$  USING  $w_n$   
7 OUTPUT  $h_n^p(j)$  INSTEAD OF  $h_n(j)$

(57) Abstract: The invention relates to a method for improving a channel estimate of a radio signal which is transmitted in a radiocommunications system that operates with an adaptive antenna comprising a plurality M of antenna elements. Said method comprises the following steps: forming a spatial covariance matrix using a starting channel estimate, this starting channel estimate being in the form of a vector in an M-dimensional vector space; determining a number  $L_n$  of eigenvectors of the spatial covariance matrix which is smaller than the plurality M of the antenna elements; calculating a projection of the starting channel estimate onto the sub-space spanned by the  $L_n$  eigenvectors; replacing the starting channel estimate with the projection.

(57) Zusammenfassung: Die Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren zur Verbesserung einer Kanalschätzung eines in einem mit einer adaptiven, eine Mehrzahl von M Antennenelementen umfassenden Antenne arbeitenden Funk-Kommunikationssystem übertragenen Funksignals, mit den Schritten: Bilden einer räumlichen Kovarianzmatrix anhand einer Ausgangs-Kanalschätzung, wobei die Ausgangs-Kanalschätzung die Form eines Vektors in einem M-dimensionalen Vektorraum hat; Ermitteln einer Anzahl  $L_n$  von Eigenvektoren der räumlichen Kovarianzmatrix, die kleiner als die Mehrzahl M der Antennenelemente ist; Berechnen einer Projektion der Ausgangs-Kanalschätzung auf den von den  $L_n$  Eigenvektoren aufgespannten

Unterraum; Ersetzen der Ausgangs-Kanalschätzung durch die Projektion.



CU, CZ, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW.

- (84) **Bestimmungsstaaten (regional):** europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR).

**Erklärungen gemäß Regel 4.17:**

- hinsichtlich der Berechtigung des Anmelders, ein Patent zu beantragen und zu erhalten (Regel 4.17 Ziffer ii) für die folgenden Bestimmungsstaaten AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR,

HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZW, europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR)

- Erfindererklärung (Regel 4.17 Ziffer iv) nur für US

**Veröffentlicht:**

- ohne internationalen Recherchenbericht und erneut zu veröffentlichen nach Erhalt des Berichts

Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.

## Beschreibung

Verfahren zur Verbesserung einer Kanalabschätzung in einem Funk-Kommunikationssystem

5

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Verbesserung der Kanalabschätzung in einem mit einer adaptiven, eine Mehrzahl von M Antennenelementen umfassenden Antenne arbeitenden Funk-Kommunikationssystem.

10

In Funk-Kommunikationssystemen werden Nachrichten (beispielsweise Sprache, Bildinformationen oder andere Daten) mit Hilfe von elektromagnetischen Wellen über eine Funkschnittstelle zwischen sendender und empfangender Funkstation (Basisstation bzw. Teilnehmerstation) übertragen. Das Abstrahlen der elektromagnetischen Wellen erfolgt dabei mit Trägerfrequenzen, die in dem für das jeweilige System vorgesehenen Frequenzband liegen. Beim GSM (Global System for Mobile Communication) liegen die Trägerfrequenzen im Bereich von 900, 1800 bzw. 1900 MHz. Für zukünftige Mobilfunknetze mit CDMA- oder TD/CDMA-Übertragungsverfahren über die Funkschnittstelle, beispielsweise das UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) oder andere Systeme der 3. Generation sind Frequenzen im Frequenzband von ca. 2000 MHz vorgesehen.

25

Signale unterliegen bei ihrer Ausbreitung in einem Ausbreitungsmedium Störungen durch Rauschen. Durch Beugungen und Reflexionen durchlaufen Signalkomponenten verschiedene Ausbreitungswege und überlagern sich beim Empfänger und führen dort zu Auslöschungseffekten. Zum weiteren kommt es bei mehreren Signalquellen zu Überlagerungen dieser Signale. Frequenzmultiplex (FDMA), Zeitlagenmultiplex (TDMA) oder ein als Codemultiplex (CDMA) bekanntes Verfahren dienen der Unterscheidung der Signalquellen und damit zur Auswertung der Signale.

35

Wenn der Empfänger eine mehrelementige Antenne hat, so sind die Beiträge der verschiedenen Ausbreitungswege eines Funksi-

- gnals am Empfänger durch die Phasenlagen unterscheidbar, mit denen sie an den einzelnen Elementen der Antenne eintreffen. Die Phasendifferenzen zwischen den Signalbeiträgen an den einzelnen Antennenelementen sind für die Herkunftsrichtung des Ausbreitungsweges charakteristisch. Durch Gewichten, d. h. durch skalares Multiplizieren der Beiträge der einzelnen Antennenelemente mit einem komplexen Gewichtungsvektor oder Strahlformungsvektor, können die Beiträge eines Ausbreitungsweges an den einzelnen Antennenelementen konstruktiv zu einem Empfangssignal überlagert werden. Die konstruktive Überlagerung ist gleichbedeutend mit einer selektiv überhöhten Empfindlichkeit der adaptiven Antenne für aus der Richtung des betreffenden Ausbreitungsweges eintreffende Signale.
- Um die Empfindlichkeit der adaptiven Antenne selektiv auf die Herkunftsrichtung eines Funksignals ausrichten zu können, bedarf es der Kenntnis der Herkunftsrichtung des Funksignals und des für diese Richtung selektiven Gewichtungsvektors.
- Wenn umgekehrt der Sender die mehrelementige Antenne und der Empfänger eine einelementige Antenne hat, so setzt sich das Empfangssignal am Empfänger aus mit jeweils unterschiedlichen Zeitverzögerungen am Empfänger eintreffenden Anteilen der verschiedenen Ausbreitungswege zusammen, wobei die Anteile jedes Übertragungsweges wiederum aus Beiträgen der Elemente der Sender-Antenne bestehen, die einander mit für die Ausbreitungsrichtung des Übertragungsweges charakteristischen Phasendifferenzen überlagern. Diese Phasendifferenzen sind für den Empfänger anhand von Trainingssequenzen erfassbar, die periodisch vom Sender ausgestrahlt werden, wobei jedes Antennenelement eine charakteristische, zu den Trainingssequenzen der anderen Elemente orthogonale Sequenz ausstrahlt. Auch hier kann die Empfindlichkeit des Empfängers für das auf einem bestimmten Ausbreitungsweg übertragene Signal selektiv erhöht werden, indem wie oben angegeben ein komplexer Gewichtungsvektor festgelegt wird, und indem das von der einen Antenne des Empfängers gelieferte Signal mit den Koeffizienten

des Gewichtungsvektors multipliziert und die so erhaltenen Produkte aufaddiert werden.

- Entscheidend für das Ausmaß der auf diese Weise erzielbaren  
5 Verbesserung der Empfangsqualität ist die Genauigkeit, mit der der Gewichtungsvektor angegeben werden kann. D. h. es wird eine möglichst genaue Kanalabschätzung der das Empfangssignal dominierenden Übertragungswege benötigt.
- 10 Diese Abschätzung basiert auf den vom Empfänger gemessenen Funksignalen. Diese Funksignale sind zum einen durch schnelle Phasen- und Amplitudenfluktuationen auf den einzelnen Übertragungswegen gestört, zum anderen sind sie mit Signalen anderer Sender überlagert, die - insbesondere im Falle eines  
15 CDMA-Funkkommunikationssystems - nicht immer fehlerfrei von dem relevanten Funksignal getrennt werden können.

- Die Aufgabe der Erfindung besteht darin, ein Verfahren zu schaffen, das eine Verbesserung einer an sich beliebigen vor-  
20 gegebenen Ausgangs-Kanalabschätzung erlaubt, wobei es nicht darauf ankommt, in welcher Weise diese Ausgangs-Kanalabschätzung erhalten worden ist.

- Diese Aufgabe wird durch das Verfahren mit den Merkmalen des  
25 Patentanspruchs 1 gelöst.

- Dabei wird von der z. B. aus DE-A-198 03 188 A1 bekannten Erkenntnis ausgegangen, dass die Kanalimpulsantworten  $h_n(t)$  der Ausbreitungswege eines Funksignals durch Eigenvektoren einer  
30 räumlichen Kovarianzmatrix oder eine Linearkombination von diesen gegeben sind. Die Kanalimpulsantwort eines einzelnen Ausbreitungsweges lässt sich schreiben als

$$h_n(t) = a(\mu_n) \alpha_n(t),$$

- 35 wobei  $a(\mu_n)$  der Gewichtungsvektor (array steering vector) zum gerichteten Senden auf (oder gerichteten Empfangen von) dem

betreffenden Übertragungsweg und  $\alpha_n(t)$  die entsprechende komplexe Amplitude ist. Dieser Gewichtungsvektor hat M Komponenten, wenn M die Zahl der Antennenelemente ist. Während der Gewichtungsvektor  $a(\mu_n)$  in Abhängigkeit von einer Relativbewegung zwischen Sender und Empfänger über relativ lange Zeitspannen konstant ist, unterliegt die komplexe Amplitude  $\alpha_n(t)$  schnellem Fading und ist daher schnell veränderlich.

Wenn eine Mehrzahl  $L_n$  von Übertragungswegen eine gleiche Laufzeit aufweisen, so hat die räumliche Impulsantwort eines durch diese Laufzeit gekennzeichneten Taps des Empfangssignals die Form

$$h_n(t) = \sum_{l=1}^{N_l} a(\mu_{n_l}) \alpha_{n_l}(t).$$

Die Impulsantwort  $h_n(t)$  ist somit ein Vektor in einem  $L_n$ -dimensionalen Unterraum des M-dimensionalen komplexen Zahlenraums, der von den Gewichtungsvektoren  $a(\mu_{n_l})$  aufgespannt wird.

Wäre die Übertragung störungsfrei und die Gewichtungsvektoren exakt bekannt, so müsste die an einem empfangenen Signal ermittelte Impulsantwort ein Vektor in dem Unterraum sein. In der Praxis sind beide Voraussetzungen nicht gegeben; der Empfänger kennt den Gewichtungsvektor nur näherungsweise, und Störungen sind vorhanden. Wenn aber die Ermittlung der Impulsantwort einen Vektor  $h_n(t)$  liefert, so kann dieser in zwei zueinander senkrechte Vektoren  $h_n^p(t)$  und  $h_n^s(t)$  zerlegt werden, von denen einer  $h_n^p(t)$  in dem Unterraum liegt und der andere  $h_n^s(t)$  auf dem Unterraum senkrecht steht (wie durch die hochgestellten Indices p für parallel und s für senkrecht angedeutet). In einem solchen Fall ist die Vermutung berechtigt, dass  $h_n^p(t)$  dem echten Signal entspricht und  $h_n^s(t)$  auf Störungen des Empfangs durch fremde Sender zurückgeht, und dass deshalb  $h_n^p(t)$  eine bessere Abschätzung der Impulsantwort ist als  $h_n(t)$ .

Die Dimension  $L_n$  muss notwendigerweise kleiner als die Dimension  $M$  sein, da sonst  $h_n^p(t)$  und  $h_n(t)$  identisch wären. Wie groß  $L_n$  in der Praxis ist, kann in Abhängigkeit von einer  
5 konkreten Anwendungsumgebung des Verfahrens durch Simulation oder Experiment so festgelegt werden, dass die größtmögliche Verbesserung der Abschätzung erreicht wird. Verfahren zur Abschätzung von  $L_n$  sind in einem Aufsatz von M. Wax und T. Kailath, „Detection of signals by information theoretic criteria“, IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing,  
10 Band ASSP-33, S. 387-392, 1985 beschrieben.

Vorteilhafte Ausgestaltungen sind Gegenstand von abhängigen Ansprüchen.

15 Die Kovarianzmatrix, aus der die Gewichtungsvektoren als Eigenvektoren erhältlich sind, wird vorzugsweise über eine längere Zeitspanne gemittelt, die im Bereich von einigen 10 Sekunden bis Minuten liegen kann, um so den Einfluss von  
20 schnellen Fluktuationen der komplexen Amplitude  $\alpha(t)$  herauszumitteln.

Da die Ausbreitungswege, die das Funksignal zwischen Sender und Empfänger nimmt, für jede Laufzeit, d. h. für jeden Tap  
25 des Empfangssignals andere sein können, ist es zweckmäßig, das oben beschriebene Verfahren für jeden Tap einzeln und unabhängig von den anderen durchzuführen.

Falls bei der Ausstrahlung des Funksignals durch eine adaptive Antenne mehrere Eigenvektoren der Kovarianzmatrix als  
30 Gewichtungsvektoren eingesetzt werden, sei es, indem als Gewichtungsvektor eine Linearkombination mehrerer Eigenvektoren eingesetzt wird oder indem in aufeinanderfolgenden Zeitschlitten des Funksignals jeweils ein anderer Eigenvektor als  
35 Gewichtungsvektor eingesetzt wird, ist auch ein Verfahren zweckmäßig, bei dem zwar die Ausgangs-Kanalabschätzungen für jeden Tap des Empfangssignals einzeln vorliegen, bei dem aber

die aus diesen Ausgangs-Kanalabschätzungen erhaltenen Kovarianzmatrizen zunächst aufaddiert werden, bevor die Eigenvektoren der so erhaltenen Matrix ermittelt und die Projektionen auf den von diesen Eigenvektoren aufgespannten Unterraum ermittelt werden. Diese Maßnahme gewährleistet nämlich, dass  
5 beim Senden keine zwei Gewichtungsvektoren eingesetzt werden, die teilweise deckungsgleichen und deshalb nicht vollständig dekorrelierten Ausbreitungswegen entsprechen.

10 Ausführungsbeispiele werden nachfolgend anhand der Zeichnung näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 ein Funk-Kommunikationssystem, in dem das erfindungsgemäße Verfahren anwendbar ist;

15

Fig. 2 eine schematische Darstellung der Rahmenstruktur der Funkübertragung,

Fig. 3 ein Blockschaltbild der Basisstation;

20

Fig. 4 ein Blockschaltbild der Teilnehmerstation;

Fig. 5 ein Flußdiagramm des erfindungsgemäßen Verfahrens zum Verbessern einer Kanalabschätzung gemäß einer  
25 ersten Ausgestaltung; und

Fig. 6 ein Flußdiagramm des erfindungsgemäßen Verfahrens gemäß einer ersten Ausgestaltung.

30 Das in Fig. 1 dargestellte Funk-Kommunikationssystem entspricht in seiner Struktur einem bekannten GSM-Mobilfunknetz, das aus einer Vielzahl von Mobilvermittlungsstellen MSC besteht, die untereinander vernetzt sind bzw. den Zugang zu einem Festnetz PSTN herstellen. Weiterhin sind diese Mobilvermittlungsstellen MSC mit jeweils zumindest einem Basisstationscontroller BSC verbunden. Jeder Basisstationscontroller BSC ermöglicht wiederum eine Verbindung zu zumindest einer  
35



Basisstation BS. Eine solche Basisstation BS kann über eine Funkschnittstelle eine Nachrichtenverbindung zu Teilnehmerstationen MS aufbauen.

5 In Fig. 1 sind beispielhaft Verbindungen  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_k$  zur Übertragung von Nutzinformati-  
onen und Signalisierungsinformati-  
onen zwischen Teilnehmerstationen  $MS_1$ ,  $MS_2$ ,  $MS_k$ ,  $MS_n$  und einer  
Basisstation BS dargestellt. Ein Operations- und Wartungszentrum OMC realisiert Kontroll- und Wartungsfunktionen für das  
10 Mobilfunknetz bzw. für Teile davon. Die Funktionalität dieser  
Struktur ist auf andere Funk-Kommunikationssysteme übertrag-  
bar, in denen die Erfindung zum Einsatz kommen kann, insbe-  
sondere für Teilnehmerzugangnetze mit drahtlosem Teilnehmer-  
anschluß.

15 Die Rahmenstruktur der Funkübertragung ist aus Fig. 2 er-  
sichtlich. Gemäß einer TDMA-Komponente ist eine Aufteilung  
eines breitbandigen Frequenzbereiches, beispielsweise der  
Bandbreite  $B = 1,2$  MHz in mehrere Zeitschlitz  $t_s$ , beispiels-  
20 weise 8 Zeitschlitz  $ts_1$  bis  $ts_8$  vorgesehen. Jeder Zeit-  
schlitz  $t_s$  innerhalb des Frequenzbereiches  $B$  bildet einen  
Frequenzkanal FK. Innerhalb der Frequenzkanäle TCH, die al-  
lein zur Nutzdatenübertragung vorgesehen sind, werden Infor-  
mationen mehrerer Verbindungen in Funkblöcken übertragen.

25 Diese Funkblöcke zur Nutzdatenübertragung bestehen aus Ab-  
schnitten mit Daten  $d$ , in denen Abschnitte mit empfangsseitig  
bekannten Trainingssequenzen  $t_{seq1}$  bis  $t_{seqn}$  eingebettet  
sind. Die Daten  $d$  sind verbindungsindividuell mit einer Fein-  
30 struktur, einem Teilnehmerkode  $c$ , gespreizt, so daß empfangs-  
seitig beispielsweise  $n$  Verbindungen durch diese CDMA-Kompo-  
nente separierbar sind.

Die Spreizung von einzelnen Symbolen der Daten  $d$  bewirkt, daß  
35 innerhalb der Symboldauer  $T_{sym}$   $Q$  Chips der Dauer  $T_{chip}$  über-  
tragen werden. Die  $Q$  Chips bilden dabei den verbindungsindi-  
viduellen Teilnehmerkode  $c$ . Weiterhin ist innerhalb des Zeit-

schlitzes  $t_s$  eine Schutzzeit  $g_p$  zur Kompensation unterschiedlicher Signalaufzeiten der Verbindungen vorgesehen.

5 Innerhalb eines breitbandigen Frequenzbereiches  $B$  werden die aufeinanderfolgenden Zeitschlitz  $t_s$  nach einer Rahmenstruktur gegliedert. So werden acht Zeitschlitz  $t_s$  zu einem Rahmen zusammengefaßt, wobei beispielsweise ein Zeitschlitz  $t_{s4}$  des Rahmens einen Frequenzkanal zur Signalisierung FK oder einen Frequenzkanal TCH zur Nutzdatenübertragung bildet, wobei  
10 bei letzter wiederkehrend von einer Gruppe von Verbindungen genutzt wird.

Fig. 3 zeigt schematisch den Aufbau einer Basisstation BS. Eine Signalerzeugungseinrichtung SA stellt das für die Teilnehmerstation MSk bestimmte Sendesignal in Funkblöcken zusammen und ordnet es einem Frequenzkanal TCH zu. Eine Sende/Empfangseinrichtung TX/RX empfängt das Sendesignal  $s_k(t)$  von der Signalerzeugungseinrichtung SA. Die Sende/Empfangseinrichtung TX/RX umfaßt ein Strahlformungsnetzwerk, in dem  
20 das Sendesignal  $s_k(t)$  für die Teilnehmerstation MSk mit Sendesignalen  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$ , ... verknüpft wird, die für andere Teilnehmerstationen bestimmt sind, denen die gleiche Sendefrequenz zugeordnet ist. Das Strahlformungsnetzwerk umfaßt für jedes Teilnehmersignal und jedes Antennenelement einen  
25 Multiplizierer M, der das Sendesignal  $s_k(t)$  mit einer Komponente  $w_m^{(k)}$  eines Gewichtungsvektors  $w^{(k)}$  multipliziert, der der empfangenden Teilnehmerstation MSk zugeordnet ist. Die Ausgangssignale der jeweils einem Antennenelement  $A_m$ ,  $m = 1, \dots, M$  zugeordneten Multiplizierer M werden von einem Addierer  $AD_m$ ,  $m = 1, 2, \dots, M$  addiert, von einem Digitalanalogwandler DAC analogisiert, auf die Sendefrequenz umgesetzt (HF) und in einem Leistungsverstärker PA verstärkt, bevor sie das Antennenelement  $A_1, \dots, A_M$  erreichen. Eine zu dem beschriebenen Strahlformungsnetz analoge Struktur, die in der  
35 Figur nicht eigens dargestellt ist, ist zwischen den Antennenelementen  $A_1, A_2, \dots, A_M$  und einem digitalen Signalprozessor DSP angeordnet, um das empfangene Gemisch von Uplink-

Signalen in die Beiträge der einzelnen Teilnehmerstationen zu zerlegen und diese getrennt dem DSP zuzuführen.

5 Eine Speichereinrichtung SE enthält zu jeder Teilnehmerstation MSk einen Satz von Gewichtungsvektoren  $w^{(k,1)}, w^{(k,2)}, \dots$ , unter denen der von den Multiplizierern M verwendete Gewichtungsvektor  $w^{(k)}$  ausgewählt oder - alternativ - linear kombiniert ist.

10 Figur 4 zeigt schematisch den Aufbau einer Teilnehmerstation MSk. Die Teilnehmerstation MSk umfaßt eine einzige Antenne A, die das von der Basisstation BS ausgestrahlte Downlink-Signal empfängt. Das ins Basisband umgesetzte Empfangssignal von der Antenne A wird einem sogenannten Rake Searcher RS zugeführt,  
15 der dazu dient, Laufzeitunterschiede von Beiträgen des Downlink-Signals zu messen, die die Antenne A auf unterschiedlichen Ausbreitungswegen erreicht haben. Mit anderen Worten definiert der Rake Searcher RS die Laufzeitdifferenzen zwischen den verschiedenen Taps des Empfangssignals. Das Empfangssignal liegt ferner an einem Rake-Verstärker RA an, der eine  
20 Mehrzahl von Rake-Fingern umfaßt, von denen drei in der Figur dargestellt sind, und die jeweils ein Verzögerungsglied DEL und einen Entspreizer-Entscrambler EE aufweisen. Die Verzögerungsglieder DEL verzögern das Empfangssignal jeweils um einen vom Rake-Searcher RS gelieferten Verzögerungswert  $\tau_1, \tau_2,$   
25  $\tau_3, \dots$ . Die Entspreizer-Entscrambler EE liefern an ihren Ausgängen jeweils eine Folge von abgeschätzten Symbolen, wobei die Ergebnisse der Abschätzung für die einzelnen Entscrambler aufgrund unterschiedlicher Phasenlagen des Downlink-Signals zu Entscrambling- und Spreizcode in den einzelnen  
30 Fingern des Rake-Verstärkers unterschiedlich sein können.

In den von den Entspreizern-Entscramblern EE gelieferten Symbolfolgen sind auch die Ergebnisse der Abschätzung von Trainingssequenzen tseq enthalten, die von der Basisstation ausgestrahlt werden, und die für jedes Antennenelement der Basisstation quasi-orthogonal und charakteristisch sind. Ein  
35

Signalprozessor SP dient zum Vergleich der Ergebnisse der Abschätzung dieser Trainingssequenzen mit den der Teilnehmerstation bekannten, tatsächlich in den Trainingssequenzen enthaltenen Symbolen. Anhand dieses Vergleichs kann die zeitlich  
5 veränderliche Impulsantwort  $h_n(t)$  des Übertragungskanals zwischen Basisstation BS und Teilnehmerstation MSk für jeden einzelnen Finger oder Tap ermittelt werden.

An die Ausgänge der Entspreizer-Entscrambler EE ist auch ein  
10 Maximum Ratio Combiner MRC angeschlossen, der die einzelnen abgeschätzten Symbolfolgen zu einer kombinierten Symbolfolge mit bestmöglichem Signalrauschverhältnis zusammenfügt und diese an eine Sprachsignalverarbeitungseinheit SSV liefert. Die Arbeitsweise dieser Einheit SSV, die die empfangene Sym-  
15 bolfolge in ein für einen Benutzer hörbares Signal umwandelt bzw. empfangene Töne in eine Sendesymbolfolge umsetzt, ist hinlänglich bekannt und braucht hier nicht beschrieben zu werden.

20 Die durch die beispielsweise nach einer Gauß-Markov- oder einer Maximum-Likelihood-Schätzung basierend auf den Trainingssequenzen  $t_{seq1}$  bis  $t_{seqn}$  bestimmten Kanalimpulsantworten  $h_n(t)$  und die empfangenen digitalen Datensymbole  $e$  werden werden dem Maximum Ratio Combiner MRC für eine gemeinsame De-  
25 tektion zugeführt. Weiterhin erhält die Steuereinrichtung SE die Kanalimpulsantworten  $h_n(t)$  und die empfangenen digitalen Datensymbole  $e$  zur Bestimmung von räumlichen Kovarianzmatrizen  $R_{xx}$  für eine  $k$ -te Verbindung  $V_k$ .

30 Fig. 5 Zeigt die Schritte einer ersten Ausgestaltung des Verfahrens zur Verbesserung der Kanalabschätzung anhand eines Flussdiagramms. Der Schritt 1 der Bestimmung der Kanalimpulsantworten  $h_n(i)$  erfolgt einmal in jedem der Verbindung  $V_k$  zugeteilten Zeitschlitz  $i$ ;  $i=0, 1, 2, \dots$  und für jeden Tap  
35 des Empfangssignals getrennt. Wenn  $N$  die Zahl der dominierenden Taps des Empfangssignals ist, d. h. die Zahl der Taps, die stark genug sind, dass ihre Auswertung die Gewissheit der

Symbolabschätzung verbessern kann, wird also in jedem Zeitschlitz  $i$  ein Satz von  $N$  Kanalimpulsantworten  $h_n(t)$ ,  $n=1, \dots, N$  erzeugt. Diese Sätze werden als Ausgangs-Kanalabschätzung bezeichnet.

5

Eine temporäre Kovarianzmatrix  $R_n(i)$  wird in Schritt 2 aus diesen Kanalimpulsantworten durch Bilden des Produkts mit dem hermitesch konjugierten Vektor erhalten:

$$10 \quad R_n(i) = h_n(i) h_n(i)^H, \quad i=0, 1, 2, \dots \quad (1)$$

Die Kanalimpulsantworten  $h_n(i)$  fluktuieren stark, da die schnell veränderlichen komplexen Amplituden  $\alpha_n(t)$  voll in sie eingehen. Um die Schätzung von diesen Schwankungen unabhängiger zu machen, wird in Schritt 3 eine zeitliche Mittelung bzw. eine Mittelung über eine Mehrzahl aufeinanderfolgender Zeitschlitze durchgeführt:

$$20 \quad \begin{aligned} \bar{R}_n(i) &= \rho \bar{R}_n(i-1) + (1-\rho) R_n(i), \quad i=1, 2, \dots \\ \bar{R}_n(0) &= R_n(0) \end{aligned} \quad (2)$$

Dabei stellt  $\rho$  eine Zeitkonstante der gleitenden Mittelwertbildung dar, die zwischen 0 und 1 gewählt ist.

25 Durch Störungen fremder Sender und additives Rauschen sind die räumlichen Kanalabschätzungen fehlerbehaftet; d. h. die gemessenen Vektoren  $h_n(i)$  sind nicht immer parallel zu denen der - a priori unbekannten - tatsächlichen Impulsantwort. Wenn die Mittelwertbildung über mehrere Zeitschlitze  $i$  hinweg  
30 durchgeführt wird, führt dies im allgemeinen dazu, dass die  $M \times M$ -Matrix  $\bar{R}_n(i)$  den vollen Rang  $M$  hat.

Jeder nichtverschwindende Eigenvektor der gemittelten Kovarianzmatrix entspricht einem Ausbreitungsweg des  $n$ -ten Taps,  
35 wobei die Signalamplitude auf dem Übertragungsweg proportional zum dem Eigenvektor zugeordneten Eigenwert ist. Es ist daher durch eine Eigenvektor- und Eigenwertanalyse der gemit-

telten Kovarianzmatrix  $\bar{R}_n(i)$  leicht möglich, diejenigen  $L_n$  Übertragungswege herauszufinden, die den größten Beitrag zum  $n$ -ten Tap des Empfangssignals leisten (Schritt 4).

- 5 Der Wert der Zahl  $L_n$  kann auf unterschiedliche Art und Weise festgelegt werden. Eine einfache Möglichkeit ist, einen für alle Taps gleichen Wert fest vorzugeben. Denkbar ist auch, in jedem Tap  $n$  so viele Eigenvektoren  $w_n$  auszuwählen, dass diese für einen vorgegebenen Prozentsatz der Empfangsleistung des
- 10 betreffenden Taps aufkommen, wobei die Zahl der zum Erreichen dieser Leistung zu berücksichtigenden Eigenwerte von einem Tap zum anderen unterschiedlich sein kann. Eine weitere Möglichkeit ist, einen Prozentsatz der Gesamtempfangsleistung vorzugeben und so viele Eigenvektoren  $w_n$  ungeachtet ihrer Zu-
- 15 gehörigkeit zu einem Tap  $n$  zu berücksichtigen, wie notwendig ist, um den Prozentsatz zu erreichen. Zweckmäßig ist auch, den zu erreichenden Prozentsatz in Abhängigkeit vom Signal-Rausch-Verhältnis des Empfangssignals so festzulegen, dass die Leistung der unberücksichtigt bleibenden Übertragungswege
- 20 in der Größenordnung des Rauschens liegt. Auch informationstheoretische Kriterien können herangezogen werden, wie z. B. in dem bereits zitierten Aufsatz von M. Wax und T. Kailath beschrieben.
- 25 Wenn der Schritt 1 wiederholt wird, um eine neue Ausgangskanalabschätzung  $h_n(j)$  für einen späteren Zeitschlitz  $j > i$  zu erzeugen, kann angenommen werden, dass diese neue Ausgangskanalabschätzung  $h_n(j)$  sich zum überwiegenden Teil aus den Beiträgen der dominierenden Übertragungswege und zu einem
- 30 Rest aus Störungen und Beiträgen schwächerer Übertragungswege zusammensetzt. Die Eigenvektoren  $w_n$  der dominierenden Übertragungswege sind aus der vorhergegangenen Analyse der gemittelten Kovarianzmatrix  $\bar{R}_n(i)$  (Schritte 3, 4) bekannt. Die Beiträge der dominierenden Übertragungswege zu der Kanalabschätzung
- 35  $h_n(j)$  müssen zu diesen Eigenvektoren  $w_n$  parallele Vektoren sein, d. h. ihre Summe liegt in einem von den dominierenden Eigenvektoren  $w_n$  aufgespannten  $L_n$ -dimensionalen Unter-

raum. Anteile von  $h_n(j)$ , die nicht in dem Unterraum liegen, d. h. die auf allen dominierenden Eigenvektoren senkrecht stehen, können nicht auf ein auf diesen Übertragungswegen übertragenes Signal zurückgehen und sind daher mit hoher  
 5 Wahrscheinlichkeit eine Störung.

Um diese Störungen auszuschneiden, wird in Schritt 6 die Projektion von  $h_n(j)$  auf den von den dominierenden Eigenvektoren  $w_n$  aufgespannten Unterraum berechnet. Sei nun  $U(n)$  die komplexe  $M \times L_n$ -Matrix, deren Spalten durch die  $L_n$  dominierenden  
 10 Eigenvektoren  $w_n$  der gemittelten Kovarianzmatrix  $\bar{R}_n(i)$  des  $n$ -ten Taps gebildet sind. Dann ist der auf den Unterraum projizierte Anteil  $h_n^p(j)$  von  $h_n(j)$  gegeben durch

$$15 \quad h_n^p(j) = P_p(n) h_n(j) = U(n) \underbrace{(U(n)U(n)^H)^{-1} U(n)^H}_C h_n(j). \quad (3)$$

Dabei vereinfacht sich der Projektionsoperator  $P_p(n)$  zu  $U(n)U(n)^H$ , wenn die Spalten von  $U_n$  unitär sind.

20

Die durch Projizieren auf den Unterraum erhaltenen Kanalabschätzungen  $h_n^p(j)$  stellen die verbesserte Kanalabschätzung dar, die in Schritt 7 ausgegeben wird.

25 Diese verbesserte Abschätzung ist insbesondere für die Strahlformung durch die adaptive Antenne der Basisstation BS aus Fig. 1 bei der Übertragung an die Teilnehmerstation MSk einsetzbar, wie in der deutschen Patentanmeldung mit dem Aktenzeichen 10032426.6 vom 04.07.2000 der gleichen Anmelderin  
 30 beschrieben. Sie sind auch für die Auswertung eines mit einer adaptiven, mehrere Elemente aufweisenden Antenne empfangenen Funksignals brauchbar, wie in der deutschen Patentanmeldung mit dem Aktenzeichen 10032427.4, ebenfalls vom 04.07.2000, der gleichen Anmelderin beschrieben, wobei in diesem Fall die  
 35 mit Bezug auf Fig. 4 beschriebenen Einrichtungen zum Bestimmen der Taps, Erzeugen ihrer Ausgangs-Kanalabschätzung und

zum Verbessern dieser Abschätzung in analoger Weise an der Basisstation vorzusehen sind.

- Wenn das Verfahren zur Steuerung der Strahlformung beim Downlink angewendet wird, so findet die Bestimmung der Impulsantworten  $h_n(i)$  bei FDD-Systemen (Frequenzduplexsystemen, d. h. Systemen, die verschiedene Frequenzen für Uplink und Downlink verwenden) meist bei der empfangenden Teilnehmerstation MSk statt. Der Grund dafür ist, dass die komplexen Amplituden eines gegebenen Übertragungsweges von der Trägerfrequenz abhängen, so dass eine an der Basisstation am Uplink-Signal vorgenommene Messung keinen unmittelbaren Rückschluss auf die Impulsantwort im Downlink zulässt.
- Die von der Teilnehmerstation MSk aus der gemittelten Kovarianzmatrix erhaltenen Eigenvektoren werden an die Basisstation BS in längeren Zeitabständen entsprechend ihrer Änderungsgeschwindigkeit übermittelt. Zwischenzeitlich überträgt die Teilnehmerstation MSk, wie in der genannten Patentanmeldung 10032426.6 beschrieben, Bezeichnungen von Eigenvektoren, die die Basisstation als Strahlformungsvektor beim Senden verwenden soll, oder relative Gewichtungskoeffizienten, die der Basisstation BS das relative Gewicht angeben, mit der ein bestimmter Eigenvektor in eine von der Basisstation als Strahlformungsvektor verwendete Linearkombination von Eigenvektoren eingehen soll.

Zu diesem Zweck ist es zweckmäßig, wenn die Teilnehmerstation die Koeffizienten  $c_l$ ,  $l=1, \dots, L_n$  des Vektors  $h^p(i)$  in einem von den dominierenden Eigenvektoren aufgespannten Koordinatensystem berechnet.

Ein solcher Vektor  $c=(c_1, \dots, c_{L_n})$  ist, wie bereits in Gl. (3) angedeutet, durch den Ausdruck

$$(U(n)U(n)^H)^{-1}U(n)^H h_n(j)$$



gegeben. Der Index des größten Wertes des Vektors  $c$  bezeichnet den Eigenvektor bzw. den Ausbreitungsweg, der den größten Beitrag zum Signal leistet. Es genügt daher, dass die Teilnehmerstation diesen Index im Rahmen einer kurzfristigen

5 Rückkopplung an die Basisstation überträgt, um diese im folgenden Zeitschlitz Nutzdaten unter Verwendung dieses Eigenvektors als Strahlformungsvektor an die Teilnehmerstation MSk senden zu lassen. Wenn die Basisstation eine Linearkombination von Eigenvektoren als Strahlformungsvektor verwendet, so

10 kann durch Übertragen der Werte der Koeffizienten von  $c$  die Zusammensetzung der Linearkombination optimiert werden.

Das oben vorgestellte Verfahren ist auch auf räumliche Kovarianzmatrizen verallgemeinerbar, die über alle  $N$  dominierenden Taps des Funksignals gemittelt sind. Das so abgewandelte

15 Verfahren ist in Fig. 6 als Flussdiagramm gezeigt, in dem die einzelnen Schritte jeweils mit Bezugszeichen bezeichnet sind, die um 10 größer sind als die jeweils analogen Schritte des Verfahrens nach Fig. 5.

20

Die Bestimmung der Impulsantworten  $h_n(i)$  in Schritt 11 erfolgt in der gleichen Weise wie oben bei Schritt 1 angegeben. Gl. (2) wird bei diesem Verfahren ersetzt durch

$$25 \quad \bar{R}(i) = \rho \bar{R}(i-1) + (1-\rho) \sum_{n=1}^N R_n(i), \quad i=1, 2, \dots \quad (4)$$

$$\bar{R}_n(0) = \sum_{n=1}^N R_n(0),$$

oder, wenn man die Impulsantworten  $h_n(i)$  zu einer  $M \times N$ -Matrix

$$30 \quad H(i) = [h_1(i) \quad h_2(i) \quad \dots \quad h_N(i)]$$

zusammenfasst,

$$35 \quad \bar{R}(i) = \rho \bar{R}(i-1) + (1-\rho) H(i) H(i)^H, \quad i=1, 2, \dots \quad (4')$$

d. h. in Schritt 12 werden zunächst die Kovarianzmatrizen  $R_n(i)$  in der gleichen Weise wie in Schritt 2 für alle Taps bestimmt und dann zu  $R(i)$  aufaddiert, und in Schritt 13 wird durch gleitende Mittelung von  $R(i)$  die gemittelte Kovarianzmatrix  $\bar{R}(i)$  erhalten.

Die Bestimmung der dominanten Eigenvektoren  $w$  der gemittelten Kovarianzmatrix erfolgt wie oben für Schritt 4 angegeben, anhand der gemittelten Kovarianzmatrix  $\bar{R}(i)$ .

10

Auch hier läßt sich die Genauigkeit einer Kanalabschätzung deutlich verbessern, wenn man die für einen Zeitschlitz  $j$  erhaltene Abschätzung  $h_n(j)$  in Schritt 16 durch ihre Projektion  $h_n^P(j)$  auf den von den dominanten Eigenvektoren aufgespannten Unterraum ersetzt.

15

Die Veranlassung dafür, eine solche Mittelung über alle Taps durchzuführen, ist die folgende:

20

Die zum Übertragen von Strahlformungsinformation in Form von Gewichtungsvektoren, deren Bezeichnungen etc. von der Teilnehmerstation an die Basisstation zur Verfügung stehende Bandbreite ist äußerst begrenzt. Es ist daher nicht möglich, mehr als einige wenige dominierende Eigenvektoren von der

25

Teilnehmerstation an die Basisstation zu übertragen, die anschließend, sei es durch Auswählen oder durch Linearkombinieren, für die Strahlformung eingesetzt werden. Bei verschiedenen Signallaufzeiten bzw. verschiedenen Taps des Empfangssignals erhaltenen Eigenvektoren können jedoch auf weitgehend gleiche Übertragungswege zurückgehen, z. B. weil die Teilnehmerstation ein von der Basisstation in eine gegebene Richtung abgestrahltes Signal und dessen an einem hinter der Teilnehmerstation liegenden Hindernis reflektiertes Echo empfängt.

30

Diese zwei Beiträge sind nicht dekorreliert, d. h. die Wahrscheinlichkeit, dass beide gleichzeitig ausfallen, ist höher als bei Signalen, die sich auf völlig unterschiedlichen Wegen ausbreiten. Es ist daher wünschenswert, dass die von der Ba-

35

sisstation zur Strahlformung verwendeten Eigenvektoren nicht solchen korrelierten Übertragungswegen entsprechen. Dies lässt sich auf einfache Weise sicherstellen, wenn die Eigenvektoren nur anhand einer einzigen Kovarianzmatrix ermittelt werden, denn die Orthogonalität der Eigenvektoren (in ihrem M-dimensionalen Vektorraum) erzwingt, dass keine zwei Eigenvektoren einer gleichen Abstrahlungsrichtung von der Basisstation entsprechen können. Die ungewollte Verwendung von korrelierten Übertragungswegen entsprechenden Eigenvektoren ist dadurch ausgeschlossen.

In einem TDD-System, in dem Uplink- und Downlink-Frequenz gleich sind, sind auch die Impulsantworten der Übertragungswege in beiden Richtungen die gleichen. Bei einem solchen System ist es vorteilhaft, die Basisstation mit den oben für die Teilnehmerstation beschriebenen Mitteln zum Bestimmen der Impulsantworten und zum Ermitteln der Eigenvektoren auszustatten. Zum einen erlaubt dies die Verwendung einfacherer und damit preiswerterer Teilnehmerstationen, zum anderen entfällt die Notwendigkeit, Information über die Komponenten der Eigenvektoren und die Bezeichnungen der kurzfristig ausgewählten, von der Basisstation zum Senden zu verwendenden Eigenvektoren an die Basisstation zu übertragen. Die Ermittlung der Eigenvektoren kann hier in exakt der gleichen Weise wie oben angegeben erfolgen. Da aber im allgemeinen die Basisstationen aufwändigere Empfänger haben als die Teilnehmerstationen und in der Lage sind, auch große Laufzeitdifferenzen unterschiedlicher Ausbreitungswege zu kompensieren als die Empfänger der Teilnehmerstationen dies können, ist hier als zusätzliches Kriterium bei der Auswahl der  $L_n$  zu ermittelnden Eigenvektoren zu berücksichtigen, dass die Laufzeitunterschiede zwischen den diesen Eigenvektoren entsprechenden Ausbreitungswegen nicht größer sein dürfen als die maximale Laufzeitdifferenz, die die Empfänger der Teilnehmerstationen zu kompensieren in der Lage sind.

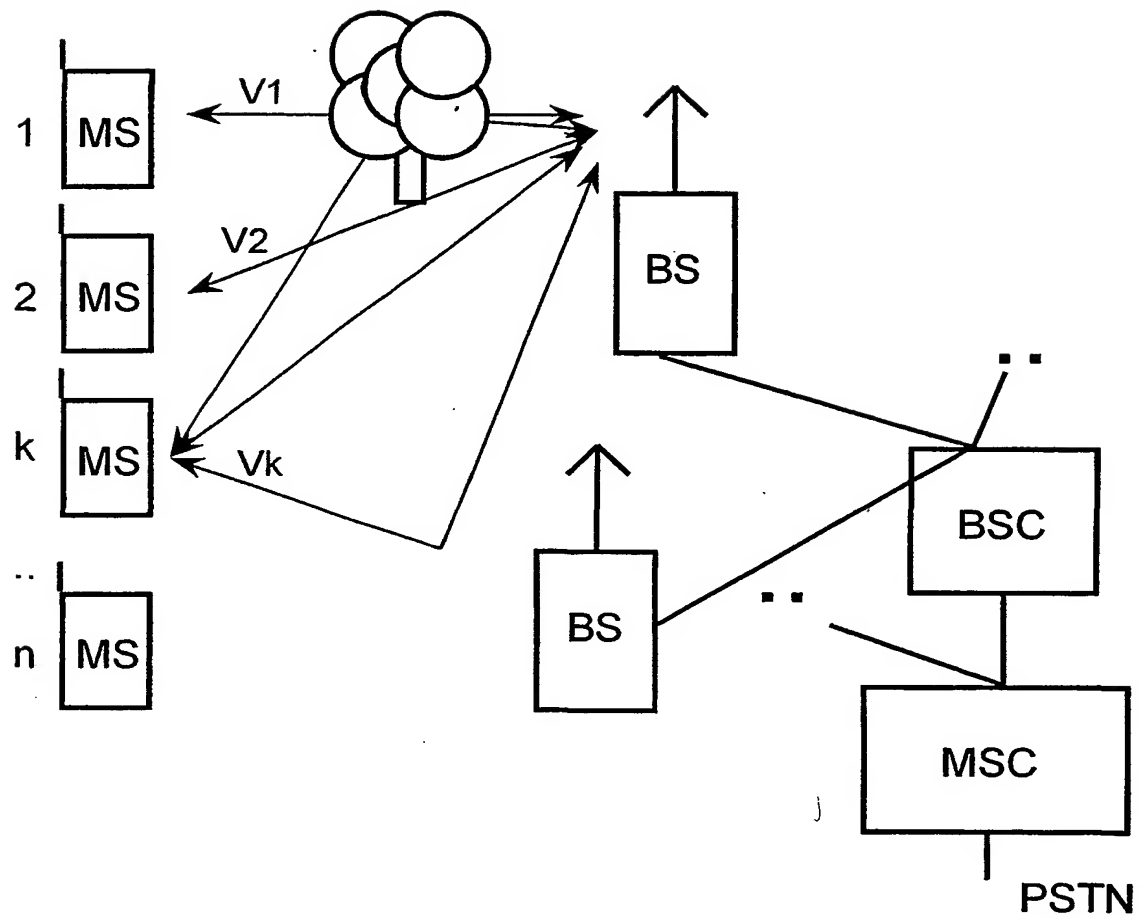
## Patentansprüche

1. Verfahren zur Verbesserung einer Kanalabschätzung eines in einem mit einer adaptiven, eine Mehrzahl von M Antennenelementen umfassenden Antenne arbeitenden Funk-Kommunikationssystem übertragenen Funksignals, mit den Schritten
  - a) Bilden einer räumlichen Kovarianzmatrix anhand einer Ausgangs-Kanalabschätzung, wobei die Ausgangs-Kanalabschätzung die Form eines Vektors in einem M-dimensionalen Vektorraum hat;
  - b) Ermitteln einer Anzahl  $L_n$  von Eigenvektoren der räumlichen Kovarianzmatrix, die kleiner als die Mehrzahl M der Antennenelemente ist;
  - c) Berechnen einer Projektion der Ausgangs-Kanalabschätzung auf den von den  $L_n$  Eigenvektoren aufgespannten Unterraum;
  - d) Ersetzen der Ausgangs-Kanalabschätzung durch die Projektion.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass das Bilden der räumlichen Kovarianzmatrix eine zeitliche Mittelung umfasst.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass es zur Kanalabschätzung eines von der adaptiven Antenne empfangenen Funksignals eingesetzt wird.
4. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass es zur Kanalabschätzung eines von der adaptiven Antenne ausgestrahlten Funksignals eingesetzt wird.
5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Ausgangs-Kanalabschätzung für jeden unter einer Mehrzahl von Taps des Funksignals einzeln vorliegt, und dass die Schritte a bis d für jeden dieser Taps einzeln durchgeführt werden.

6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Ausgangs-Kanalabschätzung für jeden unter einer Mehrzahl von Taps des Funksignals einzeln vorliegt, und dass der Schritt a für jeden dieser Taps einzeln ausgeführt wird, dass die so für jeden der Mehrzahl von Taps erhaltenen Kovarianzmatrizen addiert werden, um eine gemittelte Kovarianzmatrix zu bilden, und dass die Schritte b bis d an der gemittelten Kovarianzmatrix durchgeführt werden.
7. Verfahren zum Verbessern eines Satzes von Kanalabschätzungen eines in einem mit einer adaptiven, eine Mehrzahl von M Antennenelementen umfassenden Antenne arbeitenden Funk-Kommunikationssystem übertragenen Funksignals, wobei jede Ausgangs-Kanalabschätzung des Satzes auf einen einzelnen Tap des Funksignals bezogen ist, dadurch gekennzeichnet, dass das Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche für jede Ausgangs-Kanalabschätzung des Satzes unabhängig durchgeführt wird.
8. Verfahren zum Verbessern eines Satzes von Kanalabschätzungen eines in einem mit einer adaptiven, eine Mehrzahl von M Antennenelementen umfassenden Antenne arbeitenden Funk-Kommunikationssystem übertragenen Funksignals, wobei jede Ausgangs-Kanalabschätzung des Satzes auf einen einzelnen Tap des Funksignals bezogen ist, dadurch gekennzeichnet, dass der Schritt a) des Verfahrens nach einem der Ansprüche 1 bis 6 für jede Ausgangs-Kanalabschätzung des Satzes unabhängig durchgeführt wird, dass die erhaltenen Kovarianzmatrizen addiert werden, und dass die Schritte b) bis d) an der durch die Addition erhaltenen Kovarianzmatrix durchgeführt werden.

1/6

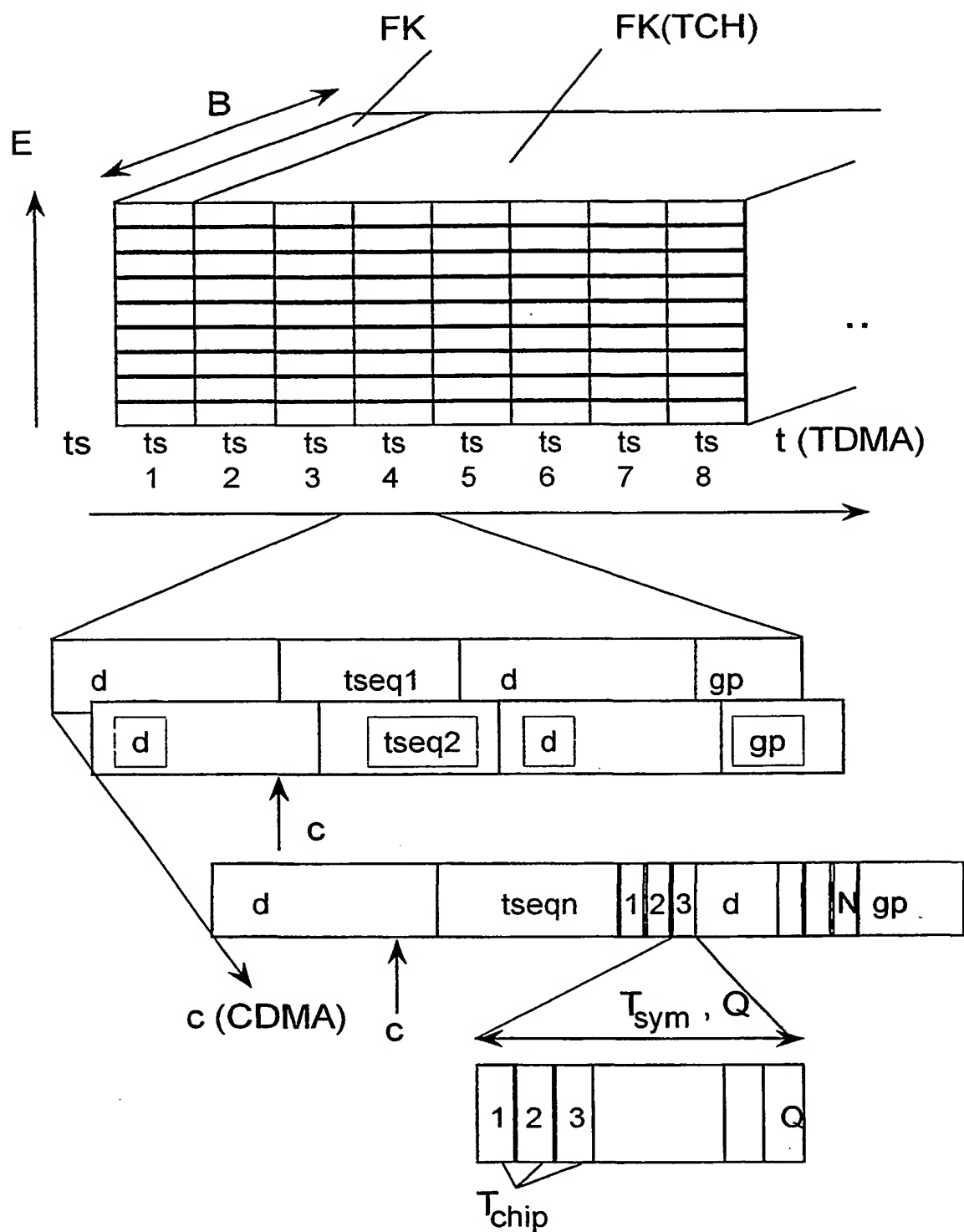
Fig. 1



(Stand der Technik)

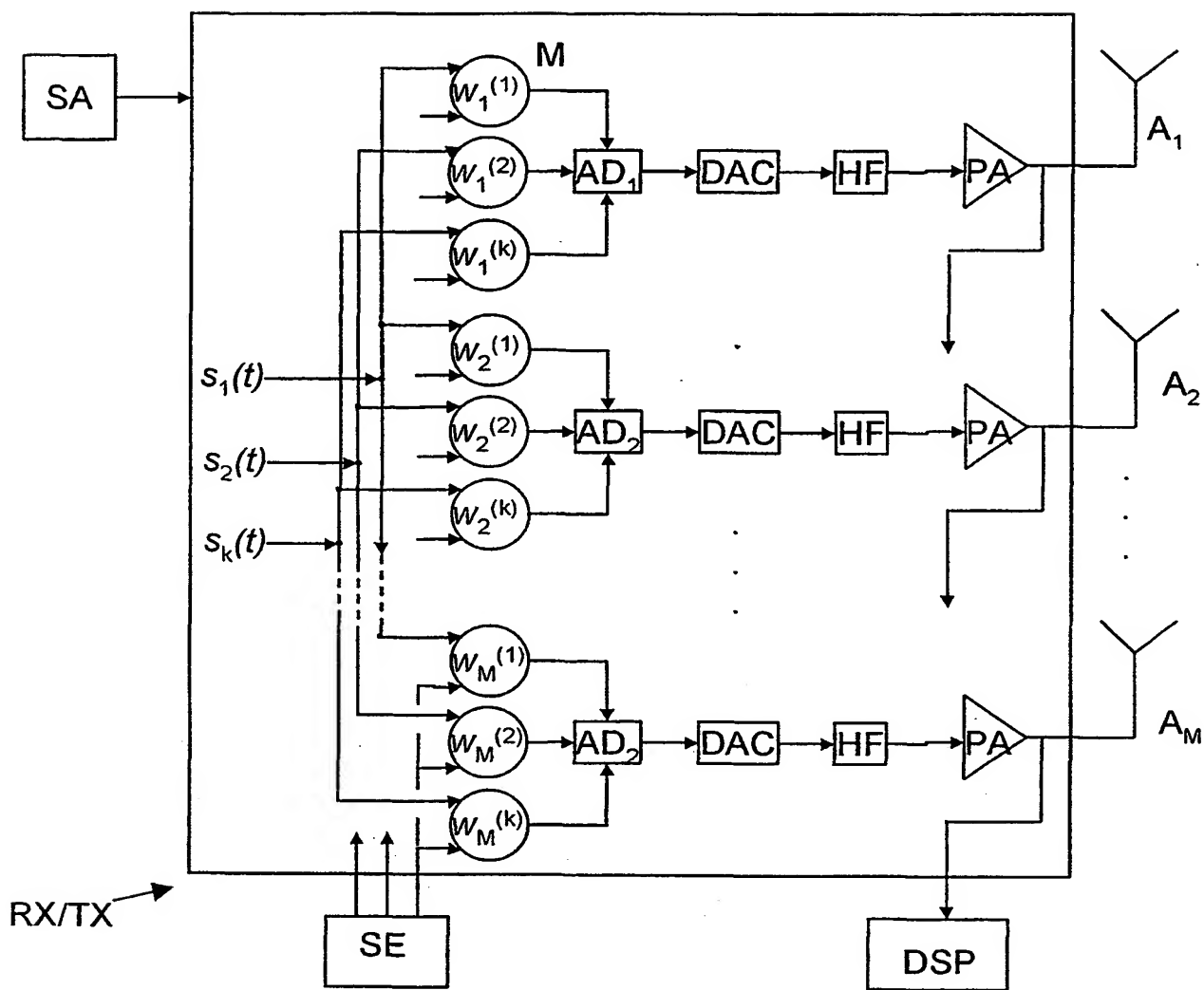
2/6

Fig.2



3/6

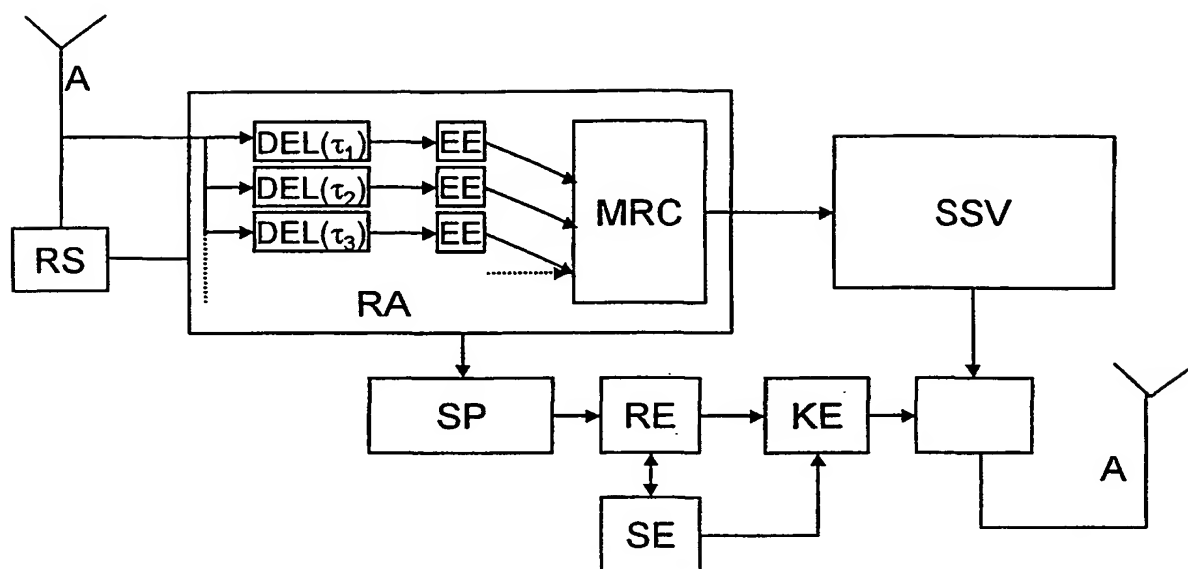
Fig.3





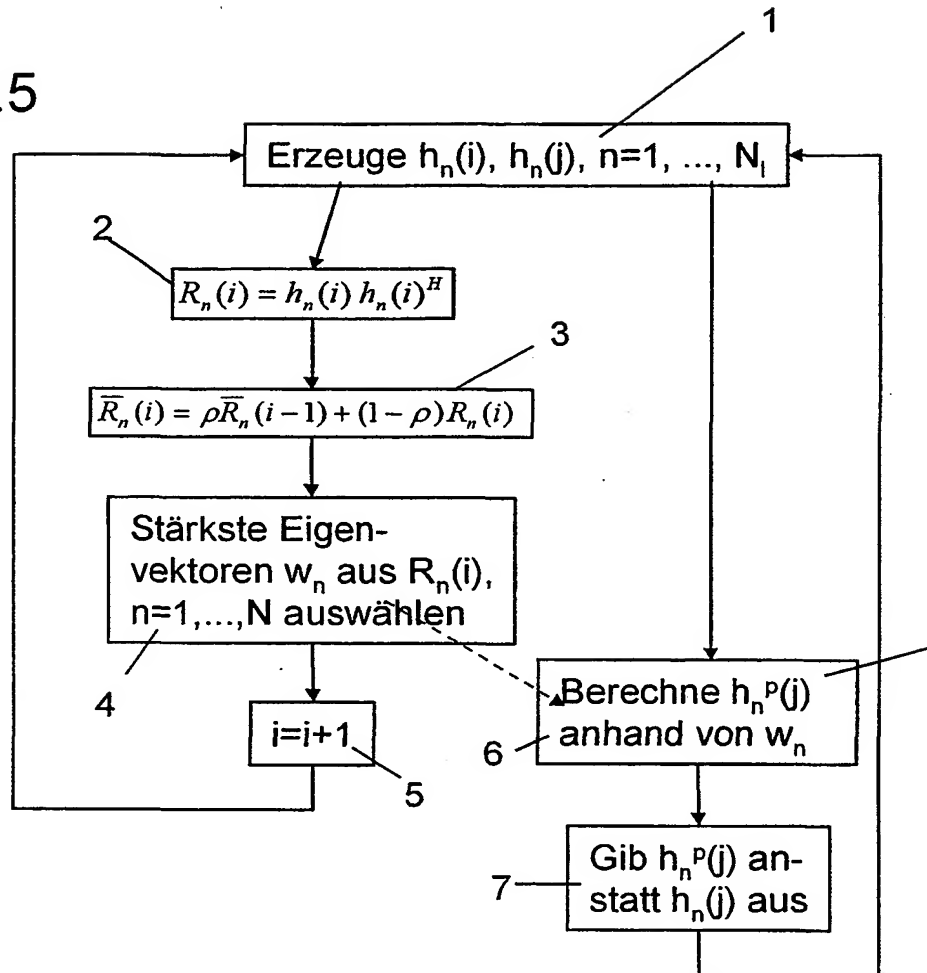
4/6

Fig.4



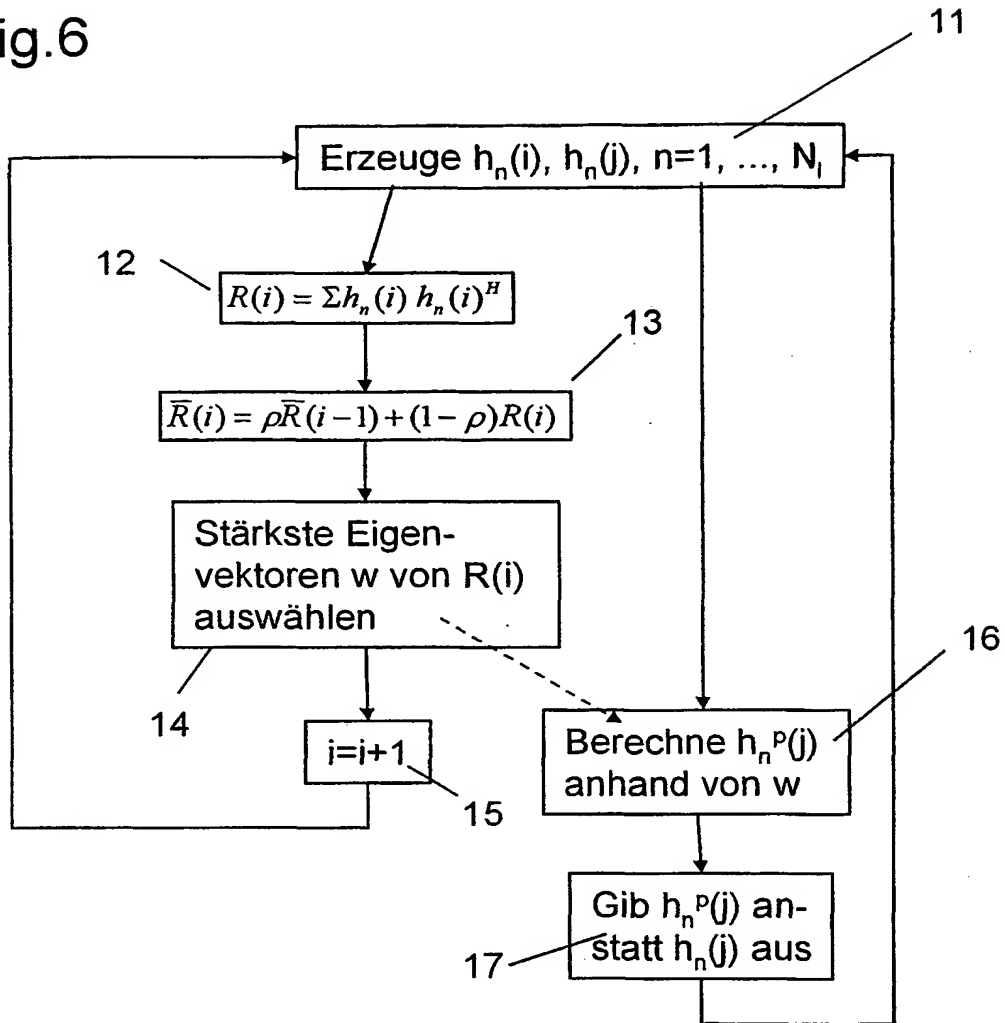
5/6

Fig.5



6/6

Fig.6



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES  
PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum  
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum  
25. April 2002 (25.04.2002)

PCT

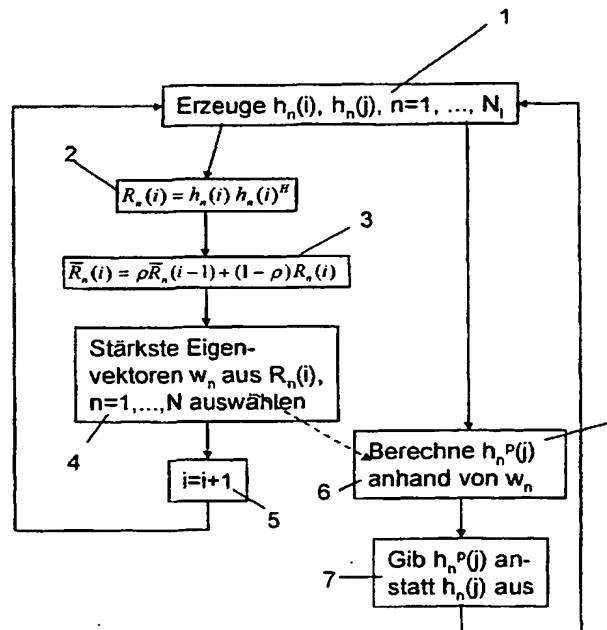
(10) Internationale Veröffentlichungsnummer  
**WO 02/033852 A3**

- (51) Internationale Patentklassifikation<sup>7</sup>: **H04B 7/08**, (71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von US): **SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT** [DE/DE]; Wittelsbacherplatz 2, 80333 München (DE).  
H04L 25/02
- (21) Internationales Aktenzeichen: PCT/DE01/03922
- (22) Internationales Anmeldedatum: 12. Oktober 2001 (12.10.2001)
- (25) Einreichungssprache: Deutsch
- (26) Veröffentlichungssprache: Deutsch
- (30) Angaben zur Priorität: 100 51 144.9 16. Oktober 2000 (16.10.2000) DE
- (72) Erfinder; und
- (75) Erfinder/Anmelder (nur für US): **HAARDT, Martin** [DE/DE]; Geraer Str. 59, 98716 Geraberg (DE).
- (74) Gemeinsamer Vertreter: **SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT**; Postfach 22 16 34, 80506 München (DE).
- (81) Bestimmungsstaaten (national): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH,

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: METHOD FOR IMPROVING A CHANNEL ESTIMATE IN A RADIOCOMMUNICATIONS SYSTEM

(54) Bezeichnung: VERFAHREN ZUR VERBESSERUNG EINER KANALABSCHÄTZUNG IN EINEM FUNK-KOMMUNIKATIONSSYSTEM



(57) Abstract: The invention relates to a method for improving a channel estimate of a radio signal which is transmitted in a radiocommunications system that operates with an adaptive antenna comprising a plurality M of antenna elements. Said method comprises the following steps: forming a spatial covariance matrix using a starting channel estimate, this starting channel estimate being in the form of a vector in an M-dimensional vector space; determining a number Ln of eigenvectors of the spatial covariance matrix which is smaller than the plurality M of the antenna elements; calculating a projection of the starting channel estimate onto the sub-space spanned by the Ln eigenvectors; replacing the starting channel estimate with the projection.

- 1...GENERATE  
4...SELECT STRONGEST EIGENVECTORS  $w_n$  FROM  $R_n(i)$ ,  $n=1, \dots, N$   
6...CALCULATED  $h_n^p(j)$  USING  $w_n$   
7...OUTPUT  $h_n^p(j)$  INSTEAD OF  $h_n(j)$

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]



GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW.

LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZW, europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR)

— Erfindererklärung (Regel 4.17 Ziffer iv) nur für US

**(84) Bestimmungsstaaten (regional):** europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR).

**Veröffentlicht:**

— mit internationalem Recherchenbericht

**Erklärungen gemäß Regel 4.17:**

— hinsichtlich der Berechtigung des Anmelders, ein Patent zu beantragen und zu erhalten (Regel 4.17 Ziffer ii) für die folgenden Bestimmungsstaaten AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR,

**(88) Veröffentlichungsdatum des internationalen**

**Recherchenberichts:**

6. September 2002

Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.

**(57) Zusammenfassung:** Die Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren zur Verbesserung einer Kanalabschätzung eines in einem mit einer adaptiven, eine Mehrzahl von M Antennenelementen umfassenden Antenne arbeitenden Funk-Kommunikationssystem übertragenen Funksignals, mit den Schritten: Bilden einer räumlichen Kovarianzmatrix anhand einer Ausgangs-Kanalabschätzung, wobei die Ausgangs-Kanalabschätzung die Form eines Vektors in einem M-dimensionalen Vektorraum hat; Ermitteln einer Anzahl Ln von Eigenvektoren der räumlichen Kovarianzmatrix, die kleiner als die Mehrzahl M der Antennenelemente ist; Berechnen einer Projektion der Ausgangs-Kanalabschätzung auf den von den Ln Eigenvektoren aufgespannten Unterraum; Ersetzen der Ausgangs-Kanalabschätzung durch die Projektion.

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

In International Application No

PCT/DE 01/03922

**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**  
IPC 7 H04B7/08 H04L25/02

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

**B. FIELDS SEARCHED**

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 H04L H04B

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data, INSPEC

**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	EP 0 669 729 A (THOMSON CSF) 30 August 1995 (1995-08-30) abstract page 4, line 18-43 page 6, line 51 -page 7, line 9 page 8, line 2-46 figures 1,2,4,5,7	1-8
P, A	EP 1 143 636 A (SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD) 10 October 2001 (2001-10-10) abstract page 3, paragraphs 8,9	1-8

☐ Further documents are listed in the continuation of box C.☒ Patent family members are listed in annex.

## \* Special categories of cited documents:

- \*A\* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- \*E\* earlier document but published on or after the international filing date
- \*L\* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- \*O\* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- \*P\* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- \*T\* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- \*X\* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- \*Y\* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- \* & \* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

15 May 2002

Date of mailing of the international search report

27/05/2002

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Yang, Y

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/DE 01/03922

Patent document cited in search report		Publication date		Patent family member(s)	Publication date
EP 0669729	A	30-08-1995	FR	2716761 A1	01-09-1995
			EP	0669729 A1	30-08-1995
EP 1143636	A	10-10-2001	CN	1326274 A	12-12-2001
			EP	1143636 A2	10-10-2001
			JP	2001352283 A	21-12-2001
			US	2002006168 A1	17-01-2002



## INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

II Internationales Aktenzeichen

PCT/DE 01/03922

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES  
 IPK 7 H04B7/08 H04L25/02

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

## B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)  
 IPK 7 H04L H04B

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

EPO-Internal, WPI Data, INSPEC

## C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	EP 0 669 729 A (THOMSON CSF) 30. August 1995 (1995-08-30) Zusammenfassung Seite 4, Zeile 18-43 Seite 6, Zeile 51 -Seite 7, Zeile 9 Seite 8, Zeile 2-46 Abbildungen 1,2,4,5,7	1-8
P,A	EP 1 143 636 A (SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD) 10. Oktober 2001 (2001-10-10) Zusammenfassung Seite 3, Absätze 8,9	1-8



Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen



Siehe Anhang Patentfamilie

\* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

- \*A\* Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist
- \*E\* älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist
- \*L\* Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)
- \*O\* Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht
- \*P\* Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

\*T\* Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

\*X\* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

\*Y\* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

\*G\* Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

15. Mai 2002

Absendedatum des internationalen Recherchenberichts

27/05/2002

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde  
 Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2  
 NL - 2280 HV Rijswijk  
 Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
 Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Yang, Y

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/DE 01/03922

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument		Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
EP 0669729	A	30-08-1995	FR 2716761 A1 EP 0669729 A1	01-09-1995 30-08-1995
EP 1143636	A	10-10-2001	CN 1326274 A EP 1143636 A2 JP 2001352283 A US 2002006168 A1	12-12-2001 10-10-2001 21-12-2001 17-01-2002